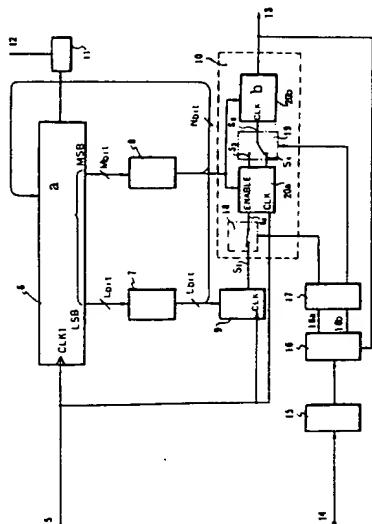


(54) CARRIER REPRODUCTION CIRCUIT

(11) 56-86558 (A) (43) 14.7.1981 (19) JP
 (21) Appl. No. 54-163595 (22) 18.12.1979
 (71) FUJI XEROX K.K. (72) TOMIO MURAYAMA(3)
 (51) Int. Cl³. H04L27/06, H04L27/22

PURPOSE: To increase the stability and reliability of carrier reproduction circuit, by digitally performing the correction of carrier reproduction even during the period of video information transmission.

CONSTITUTION: The reference clock CLK 5 is frequency-divided with the frequency dividing ratio set with latch circuits 8, 7 at frequency-dividers 20a, 20b, to obtain the reproduction carrier 13. The phase of the carrier 13 starts delaying in comparison with the reception signal 14, and when the delay signal 16a is continuously produced from the phase comparison circuit 16, the switch 19 is switched and the frequency-dividing output S₃ small in the frequency dividing ratio from the frequency-divider 20a is fed to the frequency divider 20b to advance the phase of the carrier 13. Inversely, when the phase of the carrier 13 is advanced, the switch 18 is open and the count operation of the frequency-divider 20a is stopped, allowing to make delay the phase of the carrier 13.



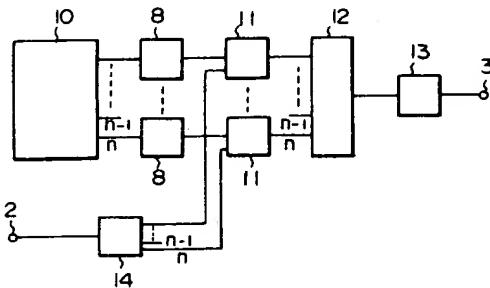
a: preset input, b: CLK output

(54) PSK MODULATION SYSTEM

(11) 56-86559 (A) (43) 14.7.1981 (19) JP
 (21) Appl. No. 54-163506 (22) 18.12.1979
 (71) OKI DENKI KOGYO K.K. (72) TOSHIYUKI HIROSE(2)
 (51) Int. Cl³. H04L27/20, H03C3/00

PURPOSE: To decrease the spread of spectrum, by making symmetrical the phase change in leading and trailing of the modulation signal input, and making the shape of slope arbitrarily.

CONSTITUTION: The output of a carrier oscillation section 10 outputting the phase shifted in n-phase, is fed to a carrier gain control circuit 11 making AM modulation via a frequency divider 8. The modulation signal 2 is shaped to the trapezoidal waveform at a wave shape circuit 14 and fed to the circuit 11. The circuit 11 is controlled with the output of the frequency divider 11, i.e., the carrier gain control signal for AM modulation. The AM-modulated signal is synthesized at an amplitude synthesizer 12 and output via a multiplier 13. Thus, since the modulation input signal is controlled after being shaped into symmetrical trapezoid, the spread of spectrum can be minimized.

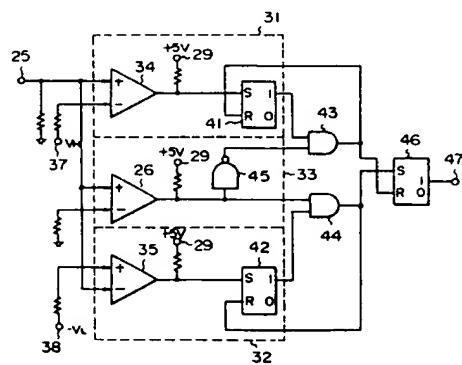


(54) CARRIER REPRODUCTION DEVICE

(11) 56-86560 (A) (43) 14.7.1981 (19) JP
 (21) Appl. No. 54-164569 (22) 17.12.1979
 (71) NIPPON DENSHIN DENWA KOSHA (72) YUTAKA NAKATANI(1)
 (51) Int. Cl³. H04L27/22

PURPOSE: To obtain excellent drawing-in characteristics to the signal in amplitude-phase modulation, by picking up the next zero crossing as effective, only when the peak value immediately before the zero crossing is a given value or more.

CONSTITUTION: The input signal 25 in amplitude-phase modulation is fed to a negative peak detection circuit 32, positive peak detection circuit 31, and zero crossing detection section 33 via a BPF. When the amplitude of negative peak value of the signal 25 is a given value or more and the zero is intersected toward positive direction, FF46 is set and FF42 is reset. Inversely, if the amplitude of positive direction peak value of the signal 25 is a given value or more, FF46 is reset and FF41 is reset and the result of zero crossing detection is output at a terminal 47. Thus, since the pickup is made only when the peak value immediately before the zero crossing is a given value or more, the drawing-in and noise characteristics can be increased.



BEST AVAILABLE COPY

⑩ 日本国特許庁 (JP) ⑪ 特許出願公開
⑫ 公開特許公報 (A) 昭56-86559

⑬ Int. Cl.³
H 04 L 27/20
H 03 C 3/00

識別記号 執内整理番号
7240-5K
7928-5J

⑭ 公開 昭和56年(1981)7月14日
発明の数 1
審査請求 未請求

(全 5 頁)

⑮ PSK変調方式

⑯ 特 願 昭54-163506
⑯ 出 願 昭54(1979)12月18日
⑯ 発明者 広瀬敏之
東京都港区虎ノ門1丁目7番12
号沖電気工業株式会社内
⑯ 発明者 中野洋
東京都港区虎ノ門1丁目7番12

号沖電気工業株式会社内
⑯ 発明者 古宮隆
東京都港区虎ノ門1丁目7番12
号沖電気工業株式会社内
⑯ 出願人 沖電気工業株式会社
東京都港区虎ノ門1丁目7番12
号
⑯ 代理人 弁理士 鈴木敏明

明細書

1. 発明の名称

PSK変調方式

2. 特許請求の範囲

(1) 個送波発振部から任意の相数であるn相に推移された位相を各位相毎に個送波としてn個出力し、該個送波をそれぞれn個の分周器に与えて分周し、その出力をAM変調を行なうスイッチング機能を有するn個の個送波利得制御回路にそれぞれ入力させる一方、変調信号入力はその入力信号を少くとも対称形で立ち上り、立ち下り部が傾斜状の波形に整形するとともに前記n個の個送波利得制御回路のスイッチング機能を順次スイッチングさせるn個の個送波利得制御信号として出力させる波形整形回路を経て出力させて前記n個の個送波利得制御回路にそれぞれ与え、該個送波利得制御回路で前記分周器を経た個送波をAM変調させ、そのn個のAM変調出力を振幅合成器で合成してその合成した出力を倍増器に与えて倍増して出力させることを特徴としたPSK変調

(1)

方式。

(2) 波形整形回路として対称台形波形を作る積分回路を用いた特許請求の範囲第1項記載のPSK変調方式。

3. 発明の詳細を説明

本発明は位相が位相交換点において逐段的に変化するPSK変調方式に関するものである。

従来のPSK変調方式を説明するためのブロック図を第1図に示す。第1図において、1は基準周波数発振器、2は変調信号入力端子、3は出力端子、4は位相検波器、5は低域通過フィルタ、6は電圧制御発振器、7は分配器、8は分周器、9はスイッチング回路である。

周知のように電圧制御発振器6では被変調波が作られその出力は分配器7で二分され、一つは出力端子3へ、もう一つはスイッチング回路9へ分配される。スイッチング回路9はパランドミキサー等により構成されるスイッチング回路で位相交換を行なう。また変調信号入力端子2からの入力信号はこのスイッチング回路9に印加され、前

(2)

述の分配器 7 で分配されてスイッチング回路 9 に入力された被交調波は位相交調される。2相 PSK 交調の場合を例にとると 0 相 - π 相に位相交調される。この 0 - π 交調された被送波は分周器 8 により少くとも 2 分周され位相検波器 4 に与えられ、基準周波数発振器 1 の出力と同期検波される。位相検波器 4 の出力は低域通過フィルタ 5 を経て電圧制御発振器 6 に与えられる。即ち電圧制御発振器 6 の出力は上記の経路で帰還される構成で、一方に位相同期ループと呼ばれるループを形成している。この PSK 交調方式では出力として位相交換点で位相が逆流して推移する位相交調波が得られる。ここで 2 相 PSK 交調に例をとると、スイッチング回路 9 の出力は 0 - π の 2 値の位相しかとりえないが、分周器 8 で分周することにより位相検波器 4 の動作範囲中に位相推移が入るので、前記位相同期ループの動作としては電圧制御発振器 6 の出力位相はこのループの応答に従って逆流的に 0 から π の位相へ、 π から 0 の位相へと変化するのは周知の通りである。第 2 図(1)にこの PSK 交調

(3)

たもので以下詳細に説明する。

第 3 図に本発明を説明するためのブロック図を示す。図において 10 は PSK 交調の相数を任意の n 相とした場合、 n 相に推移された位相を各位相対応の n 個の出力端子から出力する被送波発振部、 8 は分周器、 11 は AM 交調を行なうスイッチング機能を有する被送波利得制御回路、 12 は振幅合成器、 13 は倍増器、 14 は波形整形回路、 α は相数であり、他の記号のものは第 1 図と同じである。

第 3 図において、交調信号入力端子 2 からの入力信号を波形整形回路 14 で対称形の例えば台形の波形に整形して、相数と同数の n 個の被送波利得制御回路 11 に与える。即ち波形整形回路 14 の出力は、 n 個の被送波利得制御回路 11 のスイッチングが同時に 1 つスイッチングされる、つまり 1 つづつ順次スイッチングされるような信号(以下被送波利得制御信号と称す)であり、これを n 個の出力端子から出力する。そのような回路は既知の積分回路或は积分回路と移相回路の組

(5)

方式での交調信号入力端子からの入力信号の波形を、第 2 図(2)に、出力波形を示す。横軸は時間で T は交調信号入力のパルスの繰返し時間、縦軸は(1)は電圧、(2)は位相を示す。図から分かるように出力波形は位相の交換点における変化の時間的割合が交調信号入力の立ち上り時と立ち下り時で異なり非対称である。またその変化の傾きが前記位相同期ループの応答で一様的に定まる即ちこのループに含まれる各回路(第 1 図 4 ~ 9)の影響で決ってしまうので任意の形状を作ることは殆ど不可能である。従って交調時のスペクトラムの拡がりを任意に制御できず、この PSK 交調方式における出力は図示していないが被送周波数を中心周波数とする帯域通過フィルタを通ると、無線周波の帯域制限により、振幅制限増幅器等で容易に除去し得ないような大きい振幅のくびれ即ちリップルを生じ易い欠点があった。

本発明はこの欠点を除去するため、交調信号入力の立ち上り、立ち下り時ににおける位相変化を対称形にしその傾きの形状を任意にできるようにし

(4)

合せ等で容易に実現できる。一方被送波発振部 10 からの n 個の出力は分周器 8 で例えば $1/m$ に分周し、被送波利得制御回路 11 に与える。そして被送波利得制御回路 11 で前述の被送波利得制御信号により制御され、スイッチング機能の作用で AM 交調する。 n 個の被送波利得制御回路 11 から出力された前記 AM 交調された信号は振幅合成器 12 に入力して合成させ、倍増器 13 へ与え、そこで m 倍増し出力端子 3 から出力する。

第 4 図に本発明の実施例として 2 相 PSK 交調の場合($n=2$ 、 $m=2$)のブロック図を示す。第 4 図において、1 は基準周波数発振器、15 は分配器であり、この両者で第 3 図の被送波発振部 10 を構成する。他の記号のものは第 3 図と同じである。また第 5 図は第 4 図に示す a ~ e 各点の波形を示す。

基準周波数発振器 1 の出力はトランジスタから成る分配器 15 で位相が π だけずれたつまり 0 相と π 相の 2 つの出力を作り、それぞれ分周器 8 に与える。この 0 - π 位相の被送波は分周器 8 で分周さ

(6)

れるが $m = 2$ の場合 2 分周器であり、 $0 - \pi/2$ 位相に変換される。そしてその出力は 2 個の搬送波利得被制御回路 11 にそれぞれ与えられる。一方 变调信号入力端子 2 即ち d 点からの入力信号は周知のように第 5 図の a に示すような矩形波のパルスであるがこれを波形整形回路 14 で対称形で立ち上り、立ち下り部が傾斜状の波形、例えば第 5 図 b, c に示すような対称台形波形に整形する。かつその波形の傾斜を調整できれば最適の出力特性を得ることができる。2 相 PSK 变调の本実施例では 2 個の搬送波利得被制御回路 11 のスイッチングを交互に制御させるため、波形整形回路 14 の出力として、互いに反転した対称台形波形 2 個を搬送波利得被制御信号として出力させている。このような波形整形回路は周知の積分回路を使用することにより波形の傾斜の調整も容易に実現できる。この 2 個の搬送波利得被制御信号をそれぞれ前述の 0 位相、 $\pi/2$ 位相の搬送波が入力されている 2 個の搬送波利得被制御回路 11 に加えることにより d, e 点では対称台形に AM 变调された出力、

(7)

図の g で分るように殆ど直線に近似できる傾斜位相が逆続的に 0 から $\pi/2$ に変化する。またこの全変位時間 t は波形整形回路 14 により出力される対称台形波形の立ち上りおよび立ち下り時間により一様的に決められる。なぜならば従来の例である第 1 図のような位相同期ループで構成していると、そのループに含まれる各回路（第 1 図の例では 4 ~ 9）の応答の影響で波形の傾き、形状が左右されどうしても非対称で傾きも非直線的な波形となるが、本実施例では第 4 図の構成で示すように従来のような位相同期ループの構成でなく、波形整形回路 14 でつくった対称台形波形を搬送波利得被制御回路 11 に加え変換しているので全変位時間 t は該対称台形波形に一様的に依存することとなる。また振幅波形は第 6 図の i に示すような波形となり、リップルを多少 (-3 dB 程度) 生ずるが、この程度のリップルは出力側で図示していないが振幅制限増幅器により容易に一定振幅に振幅等化できるものであり問題はない。以上述べた振幅合成器 12 で合成された出力を倍増器 13 で

(9)

即ち第 5 図に示す d, e の波形が得られる。この搬送波利得被制御回路 11 は搬送波利得制御信号に対して線形に働くものでそのような回路は周知のものである。この d, e 点で得られた波形は第 5 図に示すように、变调信号入力の立ち上り、立ち下りに対応する時間で両者の振幅は等しい。即ち対称形である。この搬送波利得被制御回路 11 の出力を振幅合成器 12 で合成するのであるが、該出力の一方の (d 点の) 立ち上りおよび立ち下り時間内の波を $A \sin \omega t$ とし、他方 (e 点) を $B \sin \omega t$ とすれば、振幅合成器 12 で合成された出力は (A, B はそれぞれの波の振幅)

$$A \sin \omega t + B \sin \omega t = \sqrt{A^2 + B^2} \sin(\omega t + \theta) \\ \theta = \tan^{-1}(B/A) \quad A + B = \text{const.}$$

となり、第 6 図に示すような位相と振幅波形となる。第 6 図は横軸が時間であり、立ち上り (もしくは立ち下り) の全変位時間を t としており、i が振幅波形でその電圧指値を横軸の 0.5, 1 で示し、g が位相推移で横軸の 0 ~ 90° が位相を示す。第 6

(8)

2 通倍して出力端子 3 から出力させるので、ほぼ直線状に位相の変化する出力が得られる。第 7 図にその出力の位相特性を示す。図で横軸は時間で T_0 は变调信号入力のパルスの繰返し時間、r は対称台形波形により定まる全変位時間即ち全位相推移時間、縦軸は位相を示す。

以上説明したように、本実施例では位相特性が対称で、逆続して位相変化する 2 相 PSK 变调が実現できる。それは従来のように位相同期ループで構成せず、対称台形波形を搬送波利得制御信号として搬送波利得被制御回路 11 に与え制御しているので、殆ど直線的な位相変化特性を得られるからであり、かつ搬送波利得制御信号（本実施例では対称台形波形）は波形整形回路 14 で容易にその波形の傾きを変えることができるからである。

本実施例では基準周波数発振器 1 の出力位相を推移させて $0 - \pi$ 位相を作り出しているが、 $0 - \pi$ 位相は 2 個（一般には n 個）の同期発振器を用いて発振させても勿論実現できる。また搬送波利得制御信号は必ずしも対称台形波でなくとも対称三

(10)

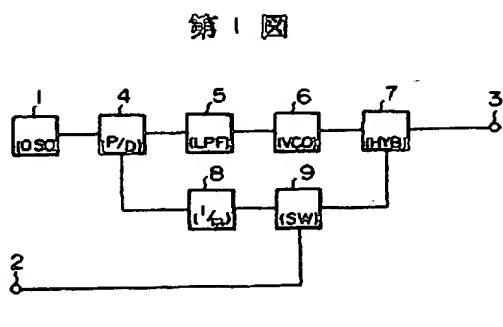
角形に近いものでも、或は台形の傾斜部分が多少非直線的なものでもよい。さらに2相でなくそれ以上の相数の組合、n個の搬送波利得被削御回路11のスイッティングを順次行なわせるような搬送波利得削御信号を波形整形回路14で作成させることは無難であり、これは周知の積分回路と移相回路の組合せ等で容易に実現できる。

以上説明したように本発明ではPSK変調方式として従来のように位相同期ループを使用せず、変調入力信号を対称台形波形に整形して削御しているので、位相の変化が直線でかつ直線的であり、しかもその変化の傾きを任意に設定できるため、本発明のPSK変調方式による出力は与えられた無限周波の帯域に対してスペクトラムの拡がりを最小にすることができる。従って無限周波数の有効利用が図られるので帯域制限のきびしい新規過信等のPSK変調器として使用するのに有効である。

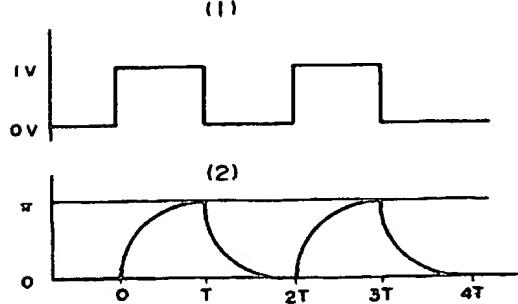
4. 図面の簡単な説明

第1図は従来のPSK変調方式を説明するためのブロック図、第2図は第1図のPSK変調方式の特

(11)



第2図



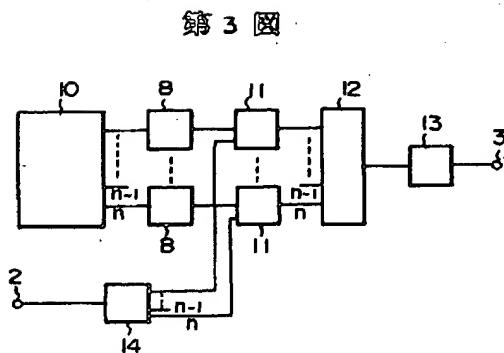
特開昭56-86559(4)
性図、第3図は本発明のPSK変調方式を説明するためのブロック図、第4図は本発明の実施例のブロック図、第5図、第6図、第7図は第4図の実施例の特性図である。

1…基準周波数発振器、2…変調信号入力端子、3…出力端子、8…分周器、10…搬送波発振部、11…搬送波利得被削御回路、12…振幅合成器、13…倍増器、14…波形整形回路、15…分配器。

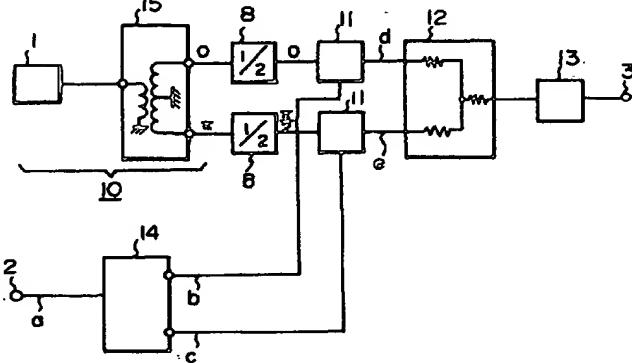
特許出願人 沖電気工業株式会社
代理人 鮎木 俊



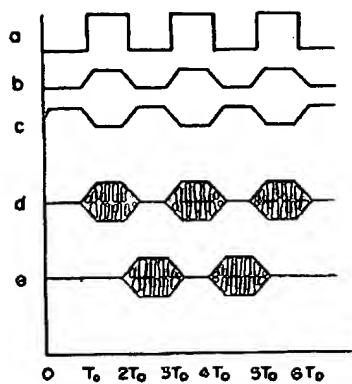
(12)



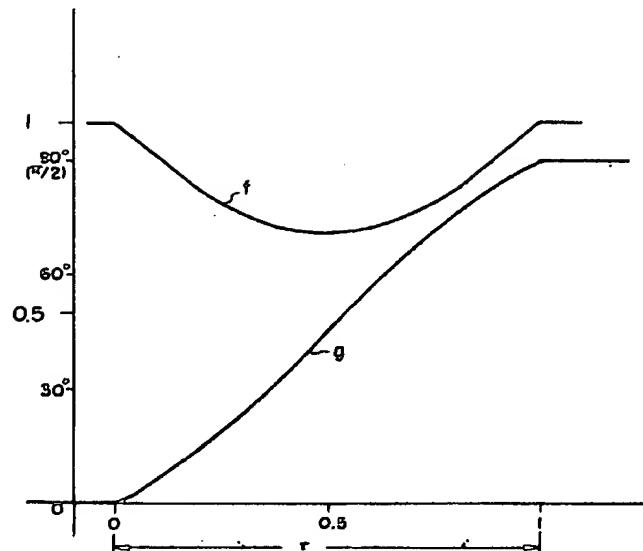
第3図



第5図



第6図



第7図

